

Electronic meter digital phase compensation.

Publication number: DE68920984T

Publication date: 1995-07-06

Inventor: GERMER WARREN RALPH (US); NEGAHBAN-HAGH MEHRDAD (US); OUELLETTE MAURICE JOSEPH (US)

Applicant: GEN ELECTRIC (US); SILICON SYSTEMS INC (US)

Classification:

- international: **G01R21/133; G01R21/00;** (IPC1-7): G01R21/133

- european: G01R21/133

Application number: DE19896020984T 19891128

Priority number(s): US19880279178 19881202

Also published as:

EP0377282 (A1)
PH26790 (A)
MX172069 (A)
JP2189471 (A)
BR8906150 (A)

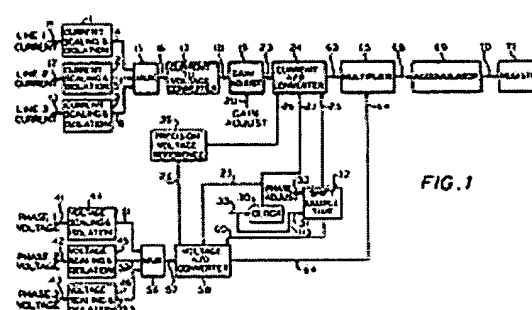
more >>

[Report a data error here](#)

Abstract not available for DE68920984T

Abstract of corresponding document: **EP0377282**

An electronic watt-hour meter for metering the consumption of electrical energy on power lines (LINES 1, 2, 3) includes phase compensation means (32) for compensating for leading and lagging phase differences between line current and voltage. Sampling times of the current and voltage are shifted to compensate for phase errors between the current and voltage by controlling the relative timing of timing signals provided for sampling them, e.g. in current and voltage analog to digital converters (24,58). Digital output signals from the analog to digital converters proportional to current and voltage are multiplied (56) to provide, as a result of the compensation, an accurate representation of energy consumption.



Data supplied from the **esp@cenet** database - Worldwide

THIS PAGE LEFT BLANK

(5)



①9 BUNDESREPUBLIK
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES
PATENTAMT

⑫ Übersetzung der
europäischen Patentschrift

⑤① Int. Cl.⁶:
G 01 R 21/133

②7 EP 0 377 282 B1

⑩ DE 689 20 984 T 2

②① Deutsches Aktenzeichen:	689 20 984.3
②⑥ Europäisches Aktenzeichen:	89 312 320.8
②⑥ Europäischer Anmeldetag:	28. 11. 89
②7 Erstveröffentlichung durch das EPA:	11. 7. 90
②7 Veröffentlichungstag der Patenterteilung beim EPA:	1. 2. 95
④7 Veröffentlichungstag im Patentblatt:	6. 7. 95

③① Unionspriorität: ③② ③③ ③①
02.12.88 US 279178

⑦③ Patentinhaber:
General Electric Co., Schenectady, N.Y., US; Silicon
Systems, Inc., Tustin, Calif., US

⑦④ Vertreter:
Voigt, R., Dipl.-Ing., Pat.-Anw., 65812 Bad Soden

②④ Benannte Vertragsstaaten:
CH, DE, ES, FR, GB, LI

⑦② Erfinder:
Germer, Warren Ralph, Dover New Hampshire
03820, US; Negahban-Hagh, Mehrdad, Irvine
California 92714, US; Ouellette, Maurice Joseph,
North Berwick Maine 03906, US

⑤④ Digitale Phasenkompensation für einen elektronischen Zähler.

Anmerkung: Innerhalb von neun Monaten nach der Bekanntmachung des Hinweises auf die Erteilung des europäischen Patents kann jedermann beim Europäischen Patentamt gegen das erteilte europäische Patent Einspruch einlegen. Der Einspruch ist schriftlich einzureichen und zu begründen. Er gilt erst als eingelegt, wenn die Einspruchsgebühr entrichtet worden ist (Art. 99 (1) Europäisches Patentübereinkommen).

Die Übersetzung ist gemäß Artikel II § 3 Abs. 1 IntPatÜG 1991 vom Patentinhaber eingereicht worden. Sie wurde vom Deutschen Patentamt inhaltlich nicht geprüft.

DE 689 20 984 T 2

DE 689 20 984 T 2

P 689 20984.3

EP 89 312 320.8

Die vorliegende Erfindung betrifft einen elektronischen Wattstundenzähler, der eine digitale Signalverarbeitung anwendet, und im besonderen vereinfachte Einrichtungen, um die Genauigkeit von derartigen Zählern durch Kompensation von unerwünschten Differenzen oder Fehlern in der Phase von Spannungs- und Stromsignalen zu verbessern.

Elektronische Wattstundenzähler sind beispielsweise in der US PS 4.535.287 - Milkovic; 4.556.843 - Milkovic und Bogacki; 4.682.102 - Milkovic; und 4.761.605 - Jochum offenbart.

In der vorliegenden Erfindung wandelt ein elektronischer Wattstundenzähler analoge Signale proportional dem Strom und der Spannung in der Schaltung um, die als digitale Signale für eine digitale Signalverarbeitung verwendet werden. Die Stromsignale werden zuerst mittels eines Strom/Spannungswandlers bei Kompatibilität mit den Analog/Digital-Wandlern, die digitale Signale aufgrund des Abtastens von den Strom- und Spannungseingangssignalen liefern, in Spannungssignale umgesetzt. Die Umwandlung von derartigen Signalen in eine binäre Form stützt sich auf die Amplitude der Strom- und Spannungssignale. Die digitalen Signale können dann leicht multipliziert und das Produkt der Multiplikation in einem Zwischenspeicher addiert werden, der Impulse erzeugt, die proportional zu der verwendeten Leistung in den Netzleitungen sind, die gemessen werden sollen. Die Genauigkeit von derartigen elektronischen Wattstundenzählern erfordert, daß die Spannungs- und Stromsignale sich in dem korrekten Phasenverhältnis befinden, bevor jedes davon zu seinem Analog/Digital-Wandler geführt wird. D.h., das Phasenverhältnis sollte genau dem in den Netzleitungen entsprechen. Jedoch wird die Spannungs- und

Stromskalierung und Trennung durch Schaltungen ausgeführt, die Instrument-Transformatoren und andere Schaltungselemente enthalten, die Phasendifferenzen oder andere Fehler zwischen diesen einführen können.

Um die geforderte Genauigkeit zu erhalten, und Herstellungstoleranzen, Fehler in den Instrument-Transformatoren und Änderungen in Schaltungselementen mit der Zeit und/oder den Umgebungsbedingungen zu kompensieren, ist es notwendig, Phasenabgleich- oder Kompensationseinrichtungen für den elektronischen Wattstundenzähler vorzusehen. Jedoch ist es wichtig, daß derartige Kompensationseinrichtungen einfach, preiswert, stabil und zuverlässig sind. Leistungsmessernutzer, wie Energieversorgungsunternehmen und elektrische Stromversorgungseinrichtungen, sind an einfache Einstellungen in vorhandenen magnetische Wattstundenzähler mit einem rotierenden Element gewöhnt, die Werkzeuge erfordern, die nicht komplexer als ein Schraubendreher sind. Der Phasenabgleich erfordert, das Spannungssignal von der Sekundärwicklung des Spannungstransformators relativ zu dem Stromsignal von dem Stromsensor um den Betrag ihrer Phasenfehlerdifferenz effektiv zu kompensieren oder in der Phase zu verschieben. Jedoch gibt es in Dreiphasen-Leistungszählern getrennte Strom- und Spannungstrenn- und Skalierungstransformatoren für jede der drei Phasen. Konventionelle Phasenschieber verwenden einen variablen Widerstand und/oder variable Kapazitäten für jede der drei Phasen, was die Materialkosten und die Komplexität (und deshalb eine reduzierte Zuverlässigkeit) erhöhen würde, und was Zusatzkosten und Komplexität für einen Techniker erfordern würde, um jeden individuellen Abgleich auszuführen, was besonders vor Ort gilt, wenn der Neuabgleich von einem Kunden vorgenommen werden muß. Ferner ist eine variable RC-Netzwerk-Phasenverschiebung nicht auf multiplexte Signale in elektronischen Dreiphasen-Leistungsmessern anwendbar.

Die IEEE Transactions on power apparatus and system, Band PAS-103 No. 10, Oktober 1984, Seiten 2919-2926; G.N. Stenbakken "A wideband sampling meter" offenbart einen elektronischen Wattstundenzähler zum Messen des Verbrauchs von elektrischer Energie in Netzleitungen, der einen ersten und zweiten Analog/Digital-Wandler zu jeweiliger Umsetzung von Strom- und Spannungssignalen aufweist. Ein Multiplizierer multipliziert das Ausgangssignal der Wandler, um eine elektrische Energieverbrauchsanzeige auszubilden, und ein Takt liefert Steuersignale zu den Analog/Digital-Wandlern und eine Phasenverschiebeeinrichtung führt eine variable Verzögerung in die Zeitsteuersignale zur Kompensation ein. Nichtsdestoweniger sind weitere Verbesserungen in der Genauigkeit in diesen Systemen wünschenswert.

Durch die vorliegende Erfindung wird ein elektronischer Wattstundenzähler zum Messen des Verbrauchs von elektrischer Energie in mehrphasigen Netzleitungen geschaffen, der aufweist: einen Strommultiplexer, der in einer angepaßten Schaltungsanordnung mit jeder Phase der Netzleitungen verbunden ist, zum Liefern eines multiplexierten analogen Stromsignals; einen ersten Analog/Digital-Wandler, der mit dem Strom-Multiplexer verbunden ist, zur Lieferung eines ersten digitalen Signals bei einem Stromfluß in jeder Leitung der Netzleitungen; einen Spannungs-Multiplexer, der in einer angepaßten Schaltungsanordnung mit jeder Phase der Netzleitungen verbunden ist, zur Lieferung eines multiplexierten analogen Spannungssignals; einen zweiten Analog/Digital-Wandler, der mit dem Spannungs-Multiplexer verbunden ist, zur Lieferung eines zweiten digitalen Signals bei einer Spannung, die an jede der Netzleitungen angelegt ist; einen Multiplizierer zum Multiplizieren des ersten digitalen Signals und des zweiten digitalen Signals, um eine Angabe des elektrischen Energieverbrauchs an den Netzleitungen abzuleiten; und eine Kompensationseinrichtung zur

Lieferung eines ersten Zeitsteuersignals an den ersten Analog/Digital-Wandler und eines zweiten Zeitsteuersignals an den zweiten Analog/Digital-Wandler, wobei die Kompensationseinrichtung eine Phasenschiebeeinrichtung aufweist für Voreilungs- oder Nacheilungs-Phasenfehler durch Verschieben der Zeitsteuerung des ersten Zeitsteuersignals relativ zu derjenigen des zweiten Zeitsteuersignals, um die ersten und zweiten digitalen Signale an den Multiplizierer in einer im wesentlichen gleichphasigen Relation für alle Strom- und Spannungsphasen der mehrphasigen Netzleitungen durch Verwenden einer einzigen Einstellung zu liefern.

Weiter ist ein vereinfachter Phasenabgleich für einen elektronischen Wattstundenzähler offenbart, der nur einen einzelnen Abgleich für mehrphasige Leistungsschaltungen erfordert und der kostengünstig, zuverlässig und stabil ist.

In der praktischen Anwendung der Erfindung und nach einer Ausführungsform davon ist vorgesehen: ein elektronischer Festkörper-Strommultiplexer, um die Signale von einzelnen Leitungsströmen in jeder Phase zu kombinieren, ein Spannungsmultiplexer, um die einzelnen Leitungsspannungssignale für jede Phase zu kombinieren, Strom- und Spannungs-Analog/Digital-Wandler, um jedes multiplexte Signal in ein digitales Signal umzusetzen, und ein Multiplizierer, um die digitalen Signale zu multiplizieren als eine Anzeige des Leistungsverbrauchs an den mehrphasigen Netzleitungen. Phasenverschiebungs-Kompensationseinrichtungen sind ausgebildet, um den Zeitablauf der Abtastung von einem multiplexten Signal relativ zu dem anderen einzustellen, damit die Phasenverschiebungen in dem System kompensiert werden und eine genauere Anzeige des Leistungsverbrauchs an den Netzleitungen ausgebildet wird. Die Phasenverschiebungskompensation erlaubt den Ausgleich entweder von voreilenden oder nacheilenden Phasenfehlerdifferenzen.

Fig. 1 ist ein Blockdiagramm eines elektronischen Wattstundenzählers gemäß der vorliegenden Erfindung;

Fig. 2 ist ein Kurvenbild von gleichphasigen Strom- und Spannungssignalen;

Fig. 3 ist ein Kurvenbild von Strom- und Spannungssignalen, die ein verzögertes Stromsignal und eine Phasenkompensation gemäß der vorliegenden Erfindung veranschaulichen;

Fig. 4 ist ein Schaltbild eines Phasenverschiebungs-Netzwerkes gemäß der Erfindung;

Fig. 5 ist eine Tabelle, die die Wirkungen einer Binärkodeumschaltung bei der Phasenkompensation darstellt; und

Fig. 6 ist ein Schaltbild von einer phasenstarrten Schleifenanordnung, die vorteilhaft in einer Ausführungsform der vorliegenden Erfindung verwendbar ist.

In Fig. 1 ist ein elektronischer Dreiphasen-Wattstundenzähler gezeigt, der drei Stromskalierungs- und Trenneinrichtungen 1, 2 und 3 aufweist, die jeweils Ausgangsstromsignale 4, 5, 6 liefern, die proportional zu den Leitungsströmen in den Netzleitungen 11, 12 bzw. 13 sind. Um die gewünschte Skalierung und Trennung zu erreichen, weisen die Stromskalierungs- und Trennungsschaltungen 1, 2 und 3 Stromtransformatoren auf (nicht gezeigt), die bei einem geeigneten Windungsverhältnis zwischen der Primär- und Sekundärwicklung teilweise die gewünschte Skalierung bewirken. Zusätzlich trennen die Transformatoren bzw. Wandler den Festkörperschaltkreis des elektronischen Wattstundenzählers

von den Netzleitungen. Der Aufbau und die Funktionsweise der Stromskalierungs- und Trenneinrichtungen 1, 2 und 3 wird weiter im Detail in unserer gleichzeitig anhängigen europäischen Patentanmeldung mit der Nummer EP-A-0 365 216 beschrieben. Stromskalierungsverhältnisse von 100 00 zu Eins und 10 000 zu Eins sind aus in sich geschlossenen Wattstundenzählern mit Vollmeßbereichen von 200 Ampere bzw. 20 Ampere (Wandlernennndaten) ausgewählt worden. Die sekundären Vollausschlagströme oder Ausgangssignale 4, 5 und 6 werden dann 2,0 Milliampere im Effektivwert (rms). Um die Komplexität der elektronischen Schaltung zu minimieren, werden die skalierten Stromausgangssignale 4, 5 und 6 zu einem Strommultiplexer 15 geführt, wo sie sequentiell abgetastet werden, um getrennte zeitlich getrennte Abtastsignale zu liefern, die proportional zu jedem der Stromsignale 4, 5 und 6 sind. Der Multiplexer erlaubt die Verwendung eines einzelnen Datenverarbeitungskanals (nachfolgend beschrieben) für ein Time-Sharing aller drei multiplexten und deshalb zeitunterteilten Stromsignale 4, 5 und 6 als multiplextes Stromsignal 16. Das multiplexte Stromsignal 16 wird zu dem Eingang des Strom/Spannungswandlers 17 geführt, der das multiplexte Stromsignal 16 durch einen Strom/Spannungswandler 17 führt, um ein Spannungssignal 18 zu erzeugen, das proportional zu dem multiplexten Stromsignal 16 ist, das kompatibel mit dem Analog/Digitalwandler 24 ist, der nachfolgend beschrieben wird. Die Skalierung des Strom/Spannungswandlers 17 beträgt ein Volt des Ausgangssignals 18 bei einem Milliampere des Eingangssignals 16. Das Spannungssignal 18 wird zu der Verstärkungseinstellschaltung 19 geführt, die eine Verstärkungseinstellsteuerung oder ein Potentiometer 20 verwendet, um die Verstärkung eines Operationsverstärkers (nicht gezeigt) zu variieren und die gewünschte Amplitude des Signals 18 einzustellen, bevor das analoge verstärkungseingestellte Stromsignal 23 zu dem StromAnalog/Digitalwandler oder Strom-A/D-Wandler 24 ge-

führt wird. Der A/D-Wandler 24 empfängt auch das Strom- oder I-Taktsignal 25 und das Spannungsreferenzsignal 26. Das I-Taktsignal 25 ist ein Präzisionszeitsignal, das von einem quarzgesteuerten Oszillator einer Taktschaltung 30 geliefert wird, das durch eine Verschiebeabtast-Zeitschaltung 32 geführt wird, die eine Phaseneinstell- bzw. -abgleicheinrichtung 33 aufweist und die im einzelnen nachfolgend unter Bezugnahme auf die Fig. 2, 3, 4 und 5 beschrieben wird. Das Spannungsreferenzsignal 26 ist eine stabile Präzisionsspannungsreferenz, die mit einer temperaturkompensierten Zenerdiode in der Präzisionsspannungs-Referenzschaltung 36 ausgestattet ist und die aus einer integrierten Schaltung des Typs bestehen kann, die durch National Semiconductor gefertigt und als ihr Typ LM 129 bezeichnet ist.

Die Spannung 41 der Phase 1, die Spannung 42 der Phase 2 und die Spannung 43 der Phase 3 werden durch die Spannungsskalierungs- und Trennschaltungen oder Transformatorschaltungen 44, 45 bzw. 46 geführt, um spannungsskalierte und getrennte Signale 51, 52 bzw. 53 zu dem Spannungs-Multiplexer 56 zu führen, der ein spannungsmultiplextes Analogsignal 57 zu dem Spannungs-Analog/Digital-Wandler 58, oder Spannungs-A/D-Wandler weiterleitet. Es ist wichtig, daß die Spannungsskalierungs- und Trennschaltungen 44, 45 und 46 derart aneinander angepaßt sind, daß ihre Phasenverzögerungscharakteristiken gleich sind. In gleicher Weise ist wichtig, daß die Stromskalierungs- und Trennschaltungen 1, 2 und 3 derart aneinander angepaßt sind, daß ihre Phasenverzögerungscharakteristiken ebenfalls gleich sind. Der Spannungs-A/D-Wandler 58 empfängt auch ein Spannungsreferenzsignal 26 von der Präzisionsspannungs-Referenzschaltung 36 und den Spannungstakt oder das V-Takt-Signal 60, das durch die Verschiebeabtast-Zeitschaltung 32 bereitgestellt wird. In dem Ausführungsbeispiel gemäß Fig. 1 weisen beide

A/D-Wandler 24 und 58 einen Endskalierungsbereich von ungefähr 3,45 Volt Gleichspannung auf, die durch das Spannungsreferenzsignal 26 bestimmt wird. Die Taktschaltung 30 liefert Präzisions-Zeitbasis-Taktsignale 27, um die Funktion der A/D-Wandler 24 und 58 zu steuern, und die verschobenen Zeitabtast-Taktsignale 25 und 60 weisen eine Rate auf, die ein Zwölftel der Frequenz der Taktsignale 27 ist, was nachfolgend in Verbindung mit Fig. 4 beschrieben wird. Die Signale 25 und 60 legen eine konstante Abtastrate fest, bei der die A/D-Wandler 24 und 25 die Strom- und Spannungseingänge 23 und 57 "abtasten" und deren Amplituden in binäre Worte umsetzen. Die Strom- und Spannungssignale 23 und 57 werden mit jedem zwölften Zyklus des Taktsignals 27 abgetastet. Abtastraten von mehr als mehreren Kilohertz sind erwünscht, um eine gute Wirksamkeit für harmonische Schwingungen in den Eingangssignalen 23 und 57 zu erhalten. Der Strom-A/D-Wandler 24 und der Spannungs-A/D-Wandler 58 liefern Ausgangssignale, nämlich ein digitales Stromsignal 63 bzw. ein digitales Spannungssignal 64, die digitale Wörter sind, die repräsentativ und proportional zu ihren analogen Eingangssignalen sind, nämlich dem verstärkungseingestellten Stromsignal 23 bzw. dem spannungsmultiplexten Signal 57. In den Strom- und Spannungs-A/D-Wandlern 24 und 58 werden bei Anlegen des I-Takt- oder Zeitsignals 25 bzw. des V-Takt- oder Zeitsignals 60 an die A/D-Wandler die analogen Eingangssignale 23 bzw. 57 abgetastet und gehalten, wobei ihre Größen in Binärförm umgewandelt sind, wobei das Spannungsreferenzsignal 26 die binären Größen der Strom- und Spannungssignale 23 und 57 bestimmt.

Das digitale Stromsignal 63 und das digitale Spannungssignal 64 liegen in der Form von binär codierten Signalen oder Wörtern vor, so daß digitale Logiken oder digitale Signalverarbeitungstechniken angewendet werden können, um den Rest der Meßfunktion auszuführen. Das digitale Stromsignal

63 und das digitale Spannungssignal 64 bilden die Eingangsgrößen zu dem Multiplizierer 65, der jedes binär codierte Strommuster mit dem entsprechenden Spannungsmuster multipliziert, um ein digitales Eingangssignal 68 zu dem Zwischenspeicher (Akkumulator) 69 zu führen, dessen Eingangssignal deren Produkt repräsentiert und das proportional zu der Leistung ist. Muster des Leitungsstromes 11 der Leitung 1, wie er von dem gemultiplexten Stromsignal 16 übertragen wird, und Muster der Phasenspannung 41 der Phase 1, wie sie durch das gemultiplexte Spannungssignal 57 der zu messenden Leistung in Leitung 1 übertragen wird, werden so multipliziert, wie dies auch mit den Strom- und Spannungsmustern der Leitungen 2 und 3 geschieht. Im Fall der Leitung 2 betrifft dies die Muster des Leitungsstromes 12 und der Spannung 42, die miteinander multipliziert werden, während im Fall der Leitung 3 dies Muster des Leitungsstromes 13 und der Spannung 43 betrifft, die miteinander multipliziert werden.

Immer wenn die gesammelte Summe der multiplizierten Spannungs- und Strommuster oder das Eingangssignal 68 einen im voraus eingestellten Schwellenwert erreicht, der proportional zu der Wattstunden-Zählerkonstante ist, wird durch den Zwischenspeicher 69 ein Ausgangsimpuls erzeugt. In einer Ausführungsform der vorliegenden Erfindung wird die Rate des Ausgangsimpulses 70 auf das zwölffache der Rate von einer Scheibenumdrehung für ein äquivalentes elektromechanisches Wattstundenmeßgerät festgelegt. Ein typischer Schwellenwert ist $144 (10^{-6})$ Volt-Ampere-Sekunden für einen Enelementzähler bei Zweileitungs-Einphasen-Anwendungen, und $864 (10^{-6})$ Volt-Ampere-Sekunden für die Dreiphasen-Anwendung. Das Register 71 zählt, speichert und zeigt die Energieinformation an, die sich auf die Anzahl der Impulssignale 70 stützt, die empfangen werden. Das Register 71 könnte eine digitale Anzeige, wie eine Flüssigkeitskri-

stallanzeige (nicht gezeigt), enthalten, um den Leistungsverbrauch in Kilowattstunden anzuzeigen.

Die Genauigkeit der Energieanzeige, die von dem Register 71 ausgegeben wird, hängt von den Strom- und Spannungssignalen 63 und 64, die aus den analogen Strom- und Spannungssignalen 23 bzw. 57 abgeleitet werden, und der korrekten Phase beim Multiplizieren in dem Multiplizierer 65 ab. In Fig. 2 ist ein ideales Phasenverhältnis gezeigt, bei dem das Stromsignal 23 und das Spannungssignal 57 in Phase sind. Somit ist keine Phasenverschiebungskompensation erforderlich. Im Ergebnis werden die A/D-Wandlungen der gleichphasigen Strom- und Spannungssignale 23 und 57 gleichzeitig durch die Wandler 24 bzw. 58 ausgeführt. Diese simultane Wandlung ist in Fig. 2 dargestellt, in der der I-Takt 25 und der V-Takt 60 mit den Phasenkomponenten der Signale 23 und 57 koinzidieren. Am Ende der zwei A/D-Wandlungen sind die binären Ausgangssignale 63 und 64 von den Wandlern 24 und 57 somit jeweils wahre Phasendarstellungen der gleichphasigen analogen Strom- und Spannungssignalen 23 bzw. 57. Wenn also das Stromsignal 63 und das Spannungssignal 64 durch den Multiplizierer 65 multipliziert werden, zeigt sich eine genaue Darstellung der Leistung, die durch die Netzleitungen 11, 12 und 13 verbraucht wird, in den binären Digitalsignalen 68 aus dem Multiplizierer 65.

Unter Verweis auf Fig. 3 wird nunmehr darauf hingewiesen, daß das Stromsignal 23 eine Phasenverzögerung in den Stromschaltungen, z.B. in den Stromsensoren der Stromskalierungs- und Trennschaltungen 1, 2 und 3, erfährt. Die Verzögerungen, die tatsächlich auftreten, sind in Fig. 3 zwar etwas übertrieben dargestellt, aber es besteht eine Zeitverzögerung oder t_d 74, so daß, wenn die I-Takt- und V-Taktsignale 25 und 60 gleichzeitig erzeugt werden (wie in Fig. 2), das Stromsignal 23 negativ sein würde, während das

Spannungssignal 57 positiv ist, was ein multipliziertes Ausgangssignal 68 liefert, das keine genaue Darstellung der realen Leistung in den Leitungen 11, 12 und 13 sein würde. Die Verschiebeabtast-Zeitschaltung 32 kann einjustiert werden und ist einjustiert, wie im einzelnen nachfolgend in Verbindung mit den Fig. 4 und 5 beschrieben wird, so daß der I-Takt 25 durch die Taktverzögerung oder t_d 75 um einen Betrag gleich der Zeitverzögerung 74 relativ zu dem V-Takt 60 verzögert wird, wodurch ihre Zeitlagen relativ zu den Phasen der Strom- und Spannungssignale 23 und 57 korrigiert werden. Somit beginnen das zeitlich verschobene Taktsignal 25 und das V-Taktsignal 60 beide ihre entsprechenden Signale z.B. zu einem Zeitpunkt abzutasten, wenn sowohl das Stromsignal 23 als auch das Spannungssignal 57 positiv zu werden beginnen. Auf diese Weise ist die Abtastperiode eingestellt, zu einem präzisen Zeitpunkt zu beginnen, wenn die Strom- und Spannungssignale 23 und 57 in Phase sind. Die Arbeitsweise und Einzelheiten der Abtastverschiebe-Zeitschaltung werden am besten unter Bezug auf die Fig. 4 und 5 diskutiert.

Fig. 4 zeigt die Details der digitalen Phaseneinstellschaltung. In Fig. 4 liefert der Takt 30 ein 414,6 Kilohertz Taktsignal 31 zu dem Zähler oder Dividierer 83 der Phasenverschiebungs-Abtastzeitschaltung 32, die das Signal 31 durch zwölf dividiert und ein Ausgangssignal 84 liefert, das ungefähr 34,5 Kilohertz aufweist. Das Signal 84 treibt die UND/ODER-Auswahllogikschaltung 106 an, die ein Spannungstaktsignal 60 mit ungefähr 34,5 Kilohertz zu dem Spannungs-Analog/Digital-Wandler 58 führt und die gleichfalls ein Stromtaktsignal 25 mit ungefähr 34,5 Kilohertz zu dem Strom-Analog/Digital-Wandler 24 führt. Das Spannungstaktsignal 60 und das Strom-Taktsignal 25 sind Steuersignale, die Steuerungen vornehmen, wenn die Analog/Digital-Wandler 58 bzw. 24 die multiplexten analogen Eingangssi-

gnale 57 bzw. 23 abtasten, und die Größen der analogen Wandler-Eingangssignale 57 und 23 in binär codierte Ausgangssignale 64 bzw. 63 umwandeln. Im Grunde bestimmen das Spannungstaktsignal 60 und das Stromtaktsignal 25 die Abtastrate, und jeder Umwandlungsvorgang in den Analog/Digital-Wandlern 58 bzw. 24 wird getaktet, um innerhalb der zwölf Taktzeiten oder Impulse, die vor dem nächsten Spannungstaktsignal 60 bzw. dem Stromtaktsignal 25 zugeteilt worden, einen Durchlauf abzuschließen.

Die Phasen- oder Zeitverschiebung zwischen dem Spannungstaktsignal 60 und dem Stromtaktsignal 25 wird durch die Verschiebeabtast-Zeitschaltung 32 eingestellt. Diese Zeitverschiebung wird durch eine Phasenverschiebungssteuerung 88 gesteuert, die vorzugsweise ein binär-codierter Schalter mit sechzehn Positionen ist, der durch EECO, Inc. als deren Modell 330035GS verkauft wird. Die vier BIT Binäreingänge sind als BIT 0, BIT 1, BIT 2 und BIT 3 gezeigt und liefern ein Vier-BIT-Signal über Eingangsanschlüsse 90, 91, 92 und 93 zu der decodierenden Logikschaltung 95. Fig. 5 zeigt die möglichen Eingangszustände (im Hexadezimal-Code und Binär-Code) für die BITS 0-3. Fig. 5 zeigt gleichfalls die Zuordnung von den Zuständen der BITS 0-3, die vorgeschriebene Verhältnisse (gezeigt als TAU) der Phasenverschiebung zwischen den Spannungs- und Stromtaktsignalen 60 und 25 bilden. Es wird darauf hingewiesen, daß der Zustand 0 (Hex) keine Verzögerung zwischen den Signalen 60 und 25 liefert, was bedeutet, daß diese Signale in Zeit oder Phase unter diesen Bedingungen koinzidieren. Der vier BIT-Ausgang der decodierenden Logikschaltung 95 ist mit der Vergleicher- oder Vergleichsschaltung 103 über die Ausgänge 97, 98, 99 und 100 verbunden. Die decodierende Logikschaltung 95 decodiert die BITS 0-3 von den Eingängen des Binärschalters 88 und liefert decodierte Ausgangssignale von 97-100 entsprechend der Verzögerung, wie in Fig. 5 gezeigt. D.h., die

Ausgangssignale 97, 98, 99 und 100 legen fest, wie viele Schritte oder Zustände von 0 (Hex) der Phasenseparation (in Gradschritten) vorliegen sollen. Die decodierende Logik 95 decodiert die BITS 0-3 gleichfalls, um ein LATE-Signal 107 aus der in Fig. 5 gezeigten Decodierung abzuleiten. Das LATE-Signal 107 bestimmt die Richtung der Phasenkorrektur oder Kompensation (d.h., ob das Stromsignal 23 gegenüber dem Spannungssignal 57 führend oder nachteilend ist). Wenn der Zähler 83 den durch 97, 98, 99 und 100 definierten Zustand erreicht, tritt das Ausgangssignal IN1 105 an dem Vergleicher 103 auf. Wenn der Zähler 83 seinen vollen Zählerstand erreicht, tritt das Ausgangssignal IN2 auf. Das Ausgangssignal IN1 oder Taktsignal 105 und das Ausgangssignal IN2 oder Taktsignal 84 weisen beide ungefähr 34,5 Kilohertz auf. Die Ausgangssignale 105 und 84 sind Eingangssignale für die UND/ODER-Auswahllogikschaltung 106, die auch das LATE-Signal 107 empfängt. Das LATE-Signal dient als ein Schaltsignal, um die IN1- und IN2-Signale an den Ausgängen 25 und 60 der UND/ODER-Logik 106 umzuschalten und die Abtaststartzeitpunkte der Wandler 24 und 57 zu steuern. Die zwei Taktsignale 84 und 105 werden mit dem LATE-Signal 107 in der UND/ODER-Auswahllogikschaltung 106 miteinander logisch kombiniert. Wenn das LATE-Signal 107 gleich 1 ist, steuert das IN1-Signal 105 das Strom- oder I-Taktsignal 25 und das IN2-Signal 84 steuert das Spannungs- oder V-Taktsignal 60. Das V-Taktsignal wird verzögert, wie es durch die BIT 0-3 Schalteinstellungen bestimmt wird, die in Fig. 5 gezeigt sind. Wenn das LATE-Signal 107 gleich 0 ist, wird das IN1-Signal 105 in der Logik 106 geschaltet, um die Spannung oder das V-Taktsignal 60 zu steuern, und das IN2-Signal 84 wird geschaltet, um den I-Takt 25 zu steuern. Folglich wird das Abtasten des Stromsignals 25 in dem Wandler 24 um den Betrag (in Gradschritten) verzögert, der durch das zeitliche Auftreten des IN1-Signals spezifiziert ist, das nun an den Spannungswandler 57 (siehe Fig. 5

für LATE 0) angelegt wird.

Die Einzelheiten der Zeitverzögerung oder Phasenverschiebung, die durch die Verschiebeabtast-Zeitschaltung 32 hervorgerufen wird, wird im weiteren Detail in Verbindung mit Fig. 5 erläutert.

In Fig. 5 zeigt die Tabelle die Binärcodes für den sechzehn Stufen- und Vier-BIT hexadezimal codierten Drehschalter 88. Die Null- oder 0-Verzögerung steht für die Situation, wenn keine Verzögerung zwischen den analogen Eingangsstrom- und Spannungssignalen 23 und 57 an den Wandlern 24 bzw. 58 vorliegt. Die elf Schaltpositionen oberhalb der 0-Verzögerung repräsentieren Stufen in Situationen, bei denen der Stromanalogeingang 23 an dem Wandler 24 dem analogen Spannungssignal 57 an dem Wandler 58 nacheilt. Die vier Schaltpositionen unterhalb der 0-Verzögerung repräsentieren Stufen in Situationen, bei denen der Eingangsstrom 23 gegenüber der Eingangsspannung 57 führt. Der Drehschalter 88 wird zweckmäßigerweise mit einem Schraubendreher betätigt, um Verzögerungen zwischen den Taktzeitsignalen 60 und 25 an den Spannungs-A/D-Wandlern von ungefähr 0,052 Grad pro Schritt für einen gesamten Einstellbereich von ungefähr $3/4$ eines Grades zu bewirken. Die kleinen Schritte können sehr genau gesteuerte diskrete Schritte sein, die auf der Frequenz des Taktsignals 31 von einem quartzgesteuerten Taktgeber 30 basieren. Es wird darauf hingewiesen, daß die vier Schritte unterhalb des Nicht-Verzögerungspunktes von Fig. 5 Zeit- oder Taktsignale liefern, bei denen das Stromzeit- oder Taktsignal 25 dem Spannungszeit- oder Taktsignal 60 vorhergeht. D.h., das Abtasten des Eingangsstromes, der durch das Stromtaktsignal 25 initiiert wird, eilt dem Abtasten der Eingangsspannung voraus, die durch das Spannungstaktsignal 60 initiiert wird. Somit erlaubt der Drehschalter 88 eine voreilende oder nacheilende Zeitsteuerung oder Phasenein-

stellung, um Phasendifferenzen zu kompensieren, die sonst Fehler in der Messung einführen würden. Die mit einem Schraubendreher vorgenommene Phaseneinstellung kann auf einfache Weise während der Fertigung und auch während irgendeiner Reparatur oder Neukalibrierung vorgenommen werden, die ein Kundenservice-Personal ausführt. Ferner ist nur eine einzige Einstellung erforderlich, um die Phasen eines mehrphasigen Leistungsmeters einzustellen.

Es wurde eine effektive und einfache Einstellung geschaffen, um eine Anzahl von Situationen zu kompensieren, die andererseits einen Fehler bei dem Wattmeter einführen würden, die Herstellungstoleranzen, Änderungen der Schaltungsparameter mit zeitlichen und/oder Umgebungseinflüssen beinhalten, und die Fehler in anderen Systemkomponenten kompensieren, wie bei den Stromtransformatoren (nicht gezeigt), die die Stromskalierungs- und Trennschaltungen 1, 2, 3 aufweisen. Zusätzlich können die Einstellungen in Übereinstimmung mit verschiedenen Testbedingungen und/oder mit verschiedenen Referenzstandards ausgeführt werden. Gleichfalls können mit einer einzigen Schraubendrehereinstellung alle Phasenfehler in allen drei Phasen eines mehrphasigen Wattmeters wirkungsvoll kompensiert werden.

Weil die Frequenz der Netzleitungen 11, 12 und 13 der meisten kommerziellen Energieversorgungssysteme sehr stabil ist, weil Uhren und andere Zeiteinrichtungen davon in ihrer Genauigkeit abhängen, ist es nicht notwendig, eine Kompensation für Änderungen in der Netzleitungsfrequenz vorzusehen. In der beschriebenen Anordnung wird die Anordnung der Phase der Eingangssignale zu den Analog/Digital-Wandlern 24 und 58 dadurch herbeigeführt, daß die Abtastzeit des Spannungssignals 57 relativ zu dem Stromsignal 23 verschoben wird. Wenn sich die Netzleitungsfrequenz ändert, stellen die in Fig. 5 gezeigten und festgelegte Beträge

einen unterschiedlichen Betrag der Phasenverschiebung dar. Selbst unter ungünstigsten Bedingungen übersteigen die Leitungsfrequenz-Änderungen selten 0,02 %. Dies kommt typischerweise während Perioden eines niedrigen Leistungsverbrauchs vor, wie nachts oder an Wochenenden, wenn der elektrische Leistungsbedarf von Kreislaufverlusten bei Hochbedarfsperioden "aufgeholt" wird. Das American National Standards Institut (ANSI) beschreibt mit der Norm C12.1 einen Leitungsfrequenzvariationstest, bei dem die Frequenz ± 5 % mit einem Leistungsfaktor von 1,0 variiert wird. Sogar bei der ungünstigsten Testbedingung ist die entstehende Änderung bei der Kalibration des Wattstundenzählers mit einem Leistungsfaktor von 1,0 wahrscheinlich vernachlässigbar. In der Praxis der vorliegenden Erfindung können Fehler in Folge von Leitungsfrequenzänderungen nicht die Komplexität rechtfertigen, die die Zeitverzögerung zu ändern bei Leitungsfrequenzänderungen mit sich bringt. In dem Rahmen, wie eine derart erhöhte Genauigkeit erforderlich ist, kann die Phasenkompensation, die durch die vorliegende Erfindung ausgeführt wird, unempfindlich auf Leitungsfrequenzänderungen gemacht werden durch eine Slave-Abhängigkeit von der Leitungsfrequenz durch Verwenden einer phasenstarren Schleife.

Fig. 6 zeigt eine phasenstarre Schleifenanordnung, die in der vorliegenden Erfindung verwendet werden kann, wenn eine zusätzliche Genauigkeit erforderlich ist oder gewünscht wird. Eine geeignete phasenstarre Schleifenanordnung ist in unserer US PS 4.682.102 - Milkovic offenbart. In Fig. 6 weist der Oszillator oder der Takt 30 die phasenstarre Schleife 108 auf. Die phasenstarre Schleife 108 enthält einen Zähler oder N-Dividierer 109, der in Reihe mit der Steuerschaltung 111 liegt. Die analoge Leitungsspannung 111 von den Netzleitungen ist ein Eingangssignal an der Steuerschaltung 111, wie das Rückführungssignal 113. Die Divi-

dierrate N des Dividierers 109 und die Frequenz des Taktes 30 sind so ausgewählt, daß die Frequenz, die durch die Dividierrate N dividiert wird, gleich der Frequenz der Leitungsspannung 112 ist. Folglich ist die Taktfrequenz: Zählerrate N = Netzleitungsfrequenz. Die Steuerschaltung 111 vergleicht die Phasen der Leitungsspannung 112 und des Rückführungssignals 113 und liefert ein Steuersignal zu dem Takt 30, um die Frequenz des Taktes effektiv auf das gewünschte Vielfache N der Netzleitungsfrequenz zu verriegeln, was die Frequenzgenauigkeit des Taktes 30 gleich der Frequenzgenauigkeit der Netzleitungsfrequenz 112 macht. Es ist wünschenswert, das N eine große Zahl ist, um 7000 oder mehr, weil es wünschenswert in digitalen Leistungsmessern ist, daß die Anzahl der Ausgangsimpulse pro Messung genügend hoch ist, um jegliche Instabilitäten in der Ausgangsimpulsrate zu vermeiden.

Während die vorliegende Erfindung unter Bezug auf bevorzugte Ausführungsformen davon beschrieben wurde, ist es selbstverständlich, daß zahlreiche Änderungen in den Details der Konstruktion, der Anordnung und der Kombination von Teilen und der Art des Materials zur Anwendung gelangen können, ohne daß der Schutzbereich der Erfindung verlassen wird.

5 **Patentansprüche:**

1. Elektronischer Wattstundenzähler zum Messen des Verbrauchs elektrischer Energie in mehrphasigen Netzleitungen, enthaltend:

10 einen Strom-Multiplexer (15), der in einer angepaßten Schaltungsanordnung mit jeder Phase der Netzleitungen verbunden ist, zum Liefern eines multiplexierten analogen Stromsignals,

15 einen ersten Analog/Digital-Wandler (24), der mit dem Strom-Multiplexer verbunden ist, zur Lieferung eines ersten digitalen Signals bei einem Stromfluß in jeder Leitung der Netzleitungen,

20 einen Spannungs-Multiplexer (56), der in einer angepaßten Schaltungsanordnung mit jeder Phase der Netzleitungen verbunden ist, zur Lieferung eines multiplexierten analogen Spannungssignals,

25 einen zweiten Analog/Digital-Wandler (58), der mit dem Spannungs-Multiplexer verbunden ist, zur Lieferung eines zweiten digitalen Signals bei einer Spannung, die an jede der Netzleitungen angelegt ist,

 einen Multiplizierer (65) zum Multiplizieren des ersten digitalen Signals und des zweiten digitalen Signals, um eine Angabe des elektrischen Energieverbrauches an den Netzleitungen abzuleiten, und

30 eine Kompensationseinrichtung (32) zur Lieferung eines ersten Zeitsteuersignals an den ersten Analog/Digital-Wandler und eines zweiten Zeitsteuersignals an den zweiten Analog/Digital-Wandler, wobei die Kompensationseinrichtung eine Phasenschiebereinrichtung (32) aufweist für Voreilungs- oder Nacheilungs-Phasenfehler durch Verschieben der
35 Zeitsteuerung des ersten Zeitsteuersignals relativ zu derjenigen des zweiten Zeitsteuersignals, um die ersten und zweiten digitalen Signale an den Multiplizierer in einer im

wesentlichen gleichphasigen Relation für alle Strom- und Spannungsphasen der mehrphasigen Netzleitungen durch Verwendung einer einzigen Einstellung zu liefern.

5 2. Elektronischer Wattstundenzähler nach Anspruch 1, enthaltend:

 eine zusätzliche Kompensationseinrichtung (108) zur Ausbildung von Unempfindlichkeit des elektronischen Wattstundenzählers gegenüber Netzleitungs-Frequenzschwankungen, wobei für eine Phasenkompensation für Phasenunterschiede in der Netzleitung und in der Schaltungsanordnung des Wattstundenzählers gesorgt wird, und für eine zusätzliche Kompensation wird für Netzleitungs-Frequenzschwankungen gesorgt.

15

 3. Elektronischer Wattstundenzähler nach Anspruch 2, wobei die Phasenschiebereinrichtung (32) Mittel zur Ausbildung eines festen Zeitsteuer-Offsets und Mittel enthält zum Verschieben der Zeitsteuerung von einem der ersten und zweiten Zeitsteuersignale, um einer Verschiebung in der Phase der Netzleitungsströme oder -spannungen zu entsprechen, und wobei die zusätzliche Kompensation (108) eine phasenstarre Schleife enthält.

25 4. Elektronischer Wattstundenzähler nach Anspruch 1, wobei die Kompensationseinrichtung (32) ferner Mittel enthält für eine Kreuzschaltung der Zeitsteuersignale, die an die Analog/Digital-Wandler geliefert werden, und wobei die Frequenz der ersten und zweiten Zeitsteuersignale sehr hoch ist im Vergleich zur Frequenz auf den Netzleitungen.

30

 5. Elektronischer Wattstundenzähler nach Anspruch 4, wobei eine Stromskalierungs- und Trennschaltung (1-3, 44-46) in den Stromkreis mit jeder Phase der Netzleitung geschaltet ist, und eine Spannungsskalierungs- und Trennschaltung (44-46) in einen Stromkreis mit jeder Phase der Netzleitungen geschaltet ist.

35

6. Elektronischer Wattstundenzähler nach Anspruch 5, wobei ein Strom/Spannungswandler (17) das multiplexierte analoge Stromsignal in ein Spannungssignal proportional zu dem multiplexierten analogen Strom umwandelt, bevor das
5 multiplexierte analoge Stromsignal an den ersten Analog/Digital-Wandler (24) angelegt wird.

7. Elektronischer Wattstundenzähler nach Anspruch 6, wobei eine einstellbare Verstärkungsschaltung (19) vorgesehen
10 ist, um die Amplitude des proportionalen Spannungssignals einzustellen, bevor es an den ersten Analog/Digital-Wandler angelegt wird.

8. Elektronischer Wattstundenzähler nach Anspruch 7, wobei eine Präzisions-Spannungsreferenzquelle (36) ein
15 Spannungs-Referenzsignal an den ersten Analog/Digital-Wandler (24) und an den zweiten Analog/Digital-Wandler (58) liefert.

9. Elektronischer Wattstundenzähler nach Anspruch 8, wobei die Präzisions-Spannungsreferenzquelle (36) eine Zener-Diode aufweist.
20

10. Elektronischer Wattstundenzähler nach Anspruch 9, wobei die ersten und zweiten Zeitsteuersignale von einem
25 Oszillator abgeleitet werden.

11. Elektronischer Wattstundenzähler nach Anspruch 1, wobei die Zeitsteuersignale von einem Oszillator abgeleitet
30 werden, der eine phasenstarre Schleife (108) enthält, wodurch die Genauigkeit des Oszillators gleich der Frequenzgenauigkeit der Frequenz der Netzleitungen gemacht wird, und wobei die Einrichtung zum Kompensieren ferner Mittel
enthält für eine Kreuzschaltung der Zeitsteuersignale, die
35 an die Analog/Digital-Wandler geliefert werden.

12. Elektronischer Wattstundenzähler nach Anspruch 11, wobei der Oszillator ein Hochfrequenz-Oszillator ist.

13. Elektronischer Wattstundenzähler nach Anspruch 12, wobei die Einstellung des Zeitsteuersignals, das an den Strom-Analog/Digital-Wandler geliefert wird, durch einen binär kodierten Schalter (88) ausgeführt wird.

5

14. Elektronischer Wattstundenzähler nach Anspruch 13, wobei ein fester Zeitsteuer-Offset zwischen den Zeitsteuersignalen ausgebildet wird, wobei dieser Zeitsteuer-Offset dann durch Einstellung des binär kodierten Schalters (88) modifiziert werden kann.

10

15. Elektronischer Wattstundenzähler nach Anspruch 14, wobei der binär kodierte Schalter wenigstens einen 4-Bit-Binärcode liefert.

15

16. Elektronischer Wattstundenzähler nach Anspruch 15, wobei die Frequenz des Oszillators sehr hoch ist im Vergleich zu der Frequenz auf den Netzleitungen und wobei Mittel (3) vorgesehen sind zu Lieferung hochfrequenter Pulse an jeden der Strom- und Spannungs-Analog/Digital-Wandler (24, 58), um für eine hochfrequente Abtastung (Sampling) der multiplizierten Strom- und Spannungssignale während der Perioden zu sorgen, wenn die Zeitsteuersignale an die Strom- und Spannungs-Analog/Digital-Wandler geliefert werden.

20

25

17. Elektronischer Wattstundenzähler nach Anspruch 15, wobei die Einrichtung zum Kompensieren auf die Ausgangsgrößen aus dem binär kodierten Schalter entsprechende Mittel aufweist, um anzuzeigen, ob das multiplexierte Stromsignal dem multiplexierten Spannungssignal voreilt oder nacheilt.

30

18. Elektronischer Wattstundenzähler nach Anspruch 17, wobei der binär kodierte Schalter (88) betätigt werden kann, um die Zeitsteuerung der Abtastung (Sampling) des multiplexierten Stromsignals relativ zu dem multiplexierten Spannungssignal zu ändern, um den dazwischen bestehenden Phasendifferenzfehler zu kompensieren.

35

19. Elektronischer Wattstundenzähler nach Anspruch 12, wobei ein fester Offset für die Zeitsteuerung beider Zeitsteuersignale ausgebildet wird und die Einrichtung zum Einstellen der Zeitsteuerung binär kodiert ist, um eine Einstellung für sowohl Voreilungs- als auch Nacheilungs-Phasendifferenzen zu ermöglichen.

20. Elektronischer Wattstundenzähler nach Anspruch 12, wobei ein fester Offset für die Zeitsteuerung von einem der Zeitsteuersignale ausgebildet wird und die Einrichtung zum Einstellen der Zeitsteuerung ein binär kodierter Schalter ist, um eine Einstellung für sowohl Voreilungs- als auch Nacheilungs-Phasendifferenzen zu ermöglichen.

21. Elektronischer Wattstundenzähler nach Anspruch 12, wobei die Frequenz des Oszillators durch eine Zählerschaltung (83) dividiert wird, um die Zeitsteuersignale mit einer einem Untervielfachen entsprechenden Frequenz des Oszillators zu liefern, wobei die dem Untervielfache entsprechende Frequenz viel höher ist als die Netzfrequenz der Netzleitungen.

22. Elektronischer Wattstundenzähler nach Anspruch 21, wobei eine dekodierende Logikschaltung (95) ein Signal liefert zur selektiven Steuerung der Zufuhr der Zeitsteuersignale zu den Strom- und Spannungs-Analog/Digital-Wandlern (24, 58).

23. Elektronischer Wattstundenzähler nach Anspruch 22, wobei der Inhalt eines Zählers in der Zählerschaltung (83) mit den binär kodierten Ausgangsgrößen aus der Dekodier-Logikschaltung (95) verglichen wird, um die Größe der Verzögerung und die Richtung der Änderung von wenigstens einem der Zeitsteuersignale auszubilden, um Phasendifferenzen zwischen den multiplexierten Strom- und Spannungssignalen zu kompensieren.

24. Elektronischer Wattstundenzähler nach Anspruch 23, wobei die Frequenz des Oszillators mehr als 400kHz beträgt und die Zählerschaltung die Oszillatorfrequenz durch 12 dividiert.

5

25. Elektronischer Wattstundenzähler nach Anspruch 14, wobei die Rate der Zeitsteuersignale an dem feststehenden Zeitsteuer-Offset gleich sind.

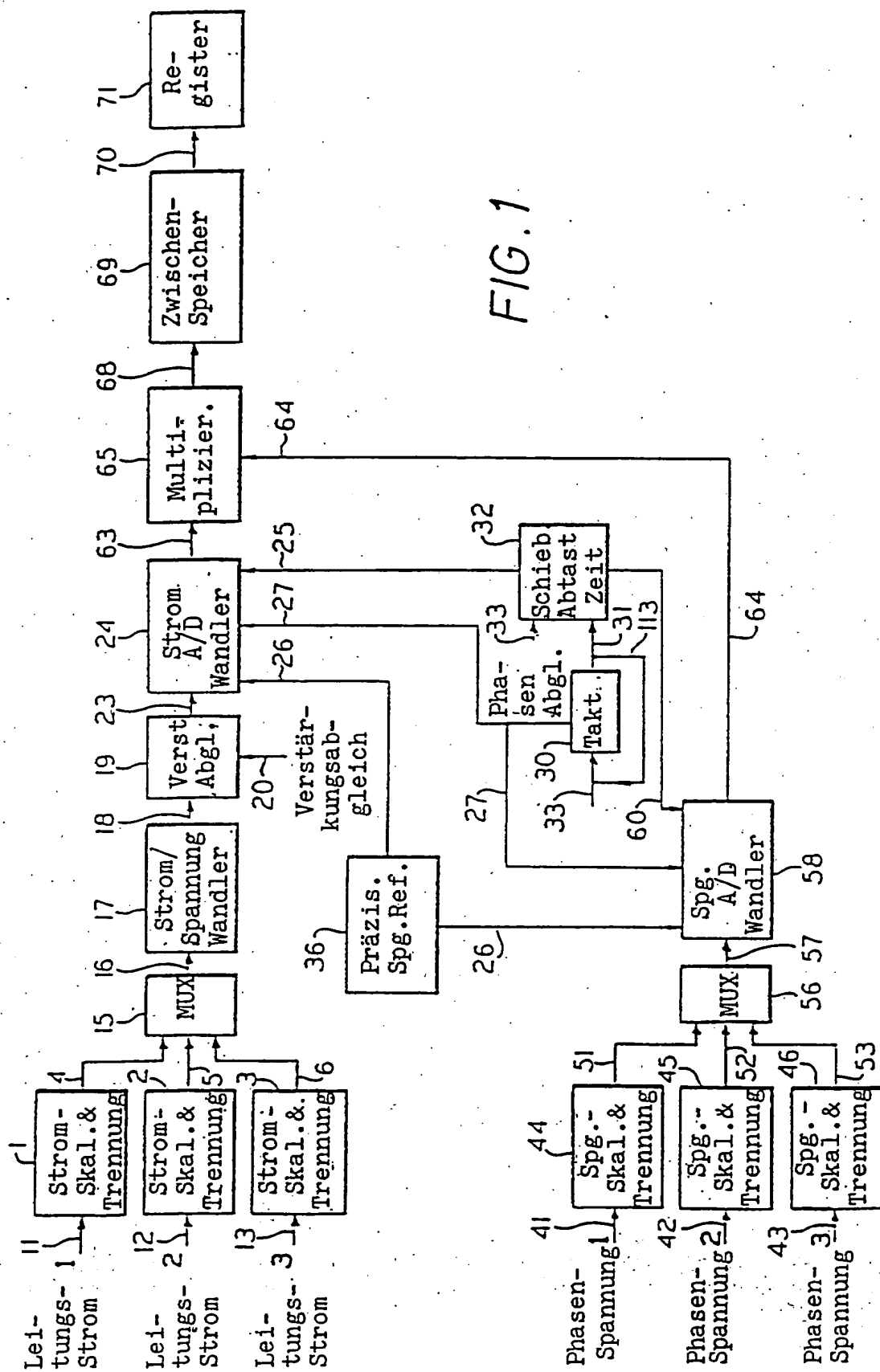


FIG. 2

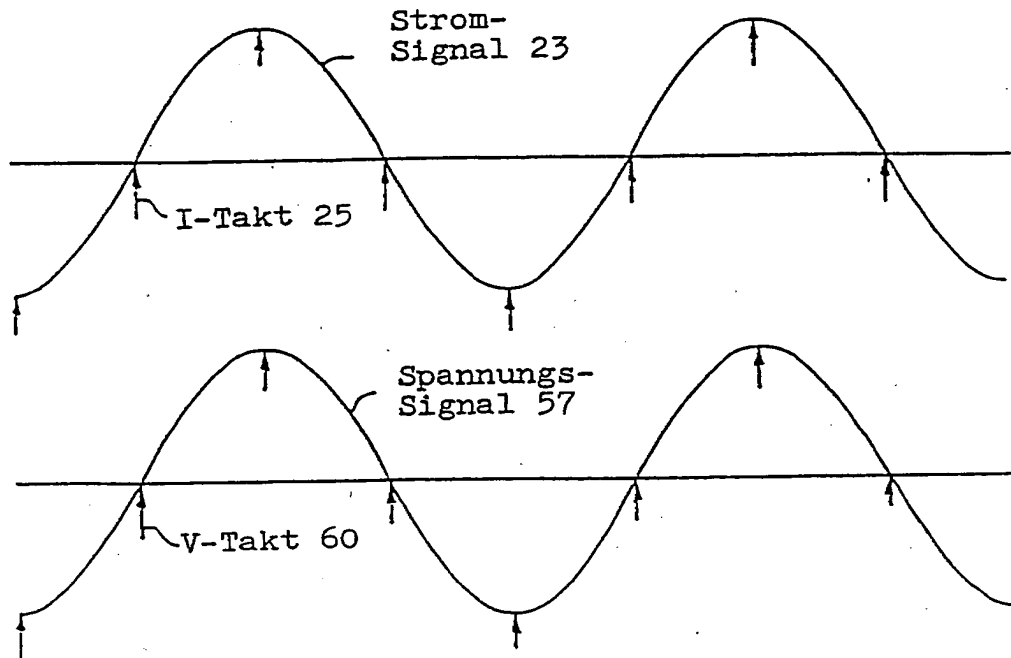
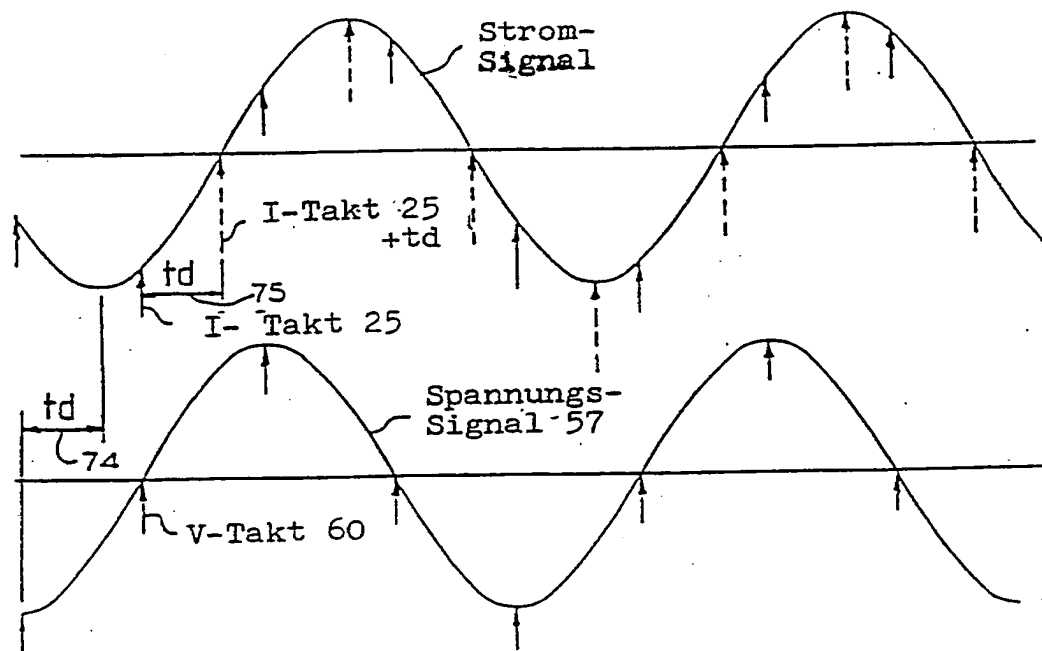


FIG. 3



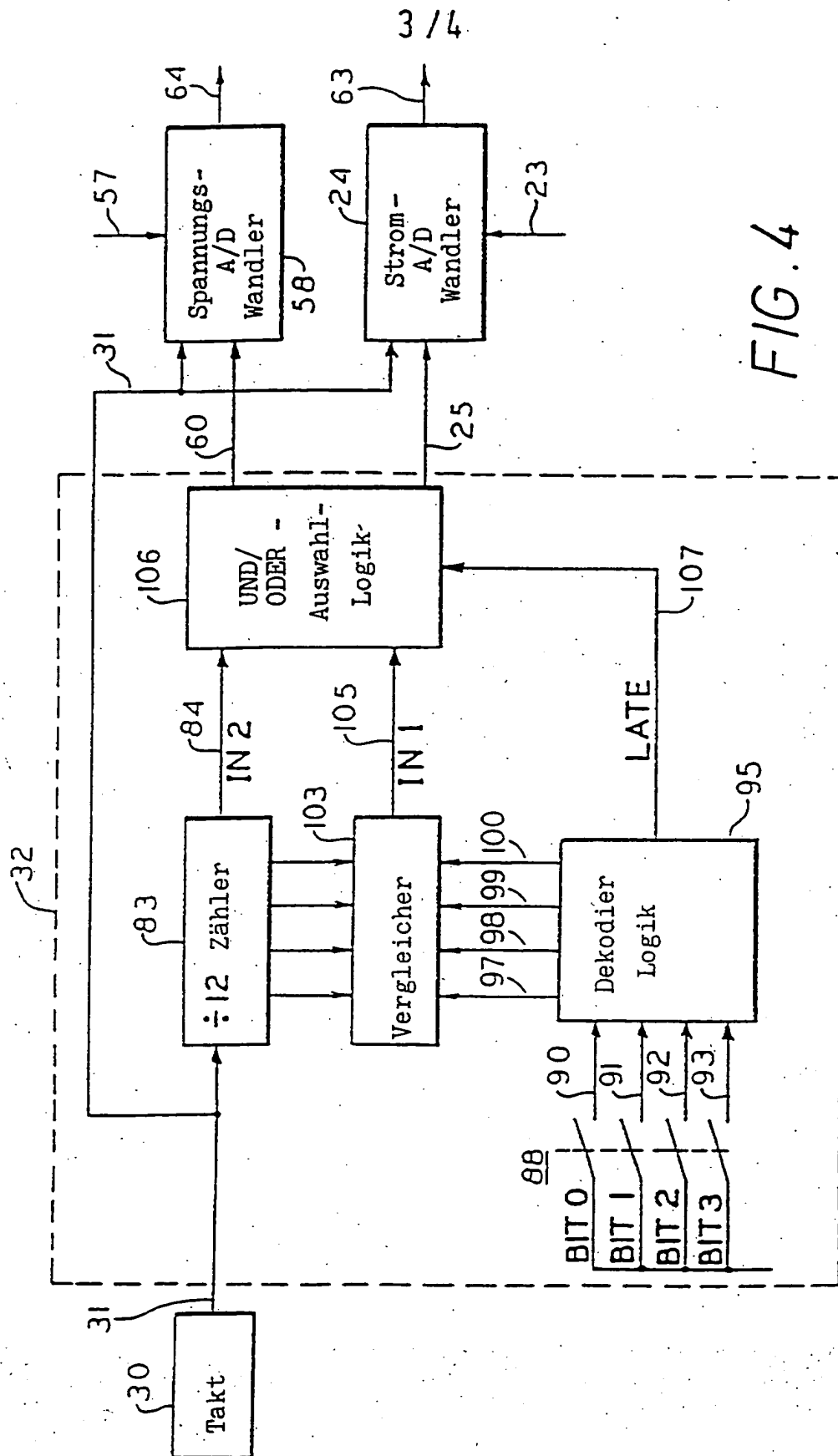


FIG. 4

Verzögerung Grad	Eingang Hex-Code	Binär Code	Status
11 T	5	0 1 0 1	Strommuster eilen den Spannungsmustern nach LATE = 0
10 T	6	0 1 1 0	
9 T	7	0 1 1 1	
8 T	8	1 0 0 0	
7 T	9	1 0 0 1	
6 T	A	1 0 1 0	
5 T	B	1 0 1 1	
4 T	C	1 1 0 0	
3 T	D	1 1 0 1	
2 T	E	1 1 1 0	
1 T	F	1 1 1 1	
0	0	0 0 0 0	keine Verzögerung
-1 T	1	0 0 0 1	Strommuster eilen den Spannungsmustern voraus LATE = 1
-2 T	2	0 0 1 0	
-3 T	3	0 0 1 1	
-4 T	4	0 1 0 0	

FIG. 5

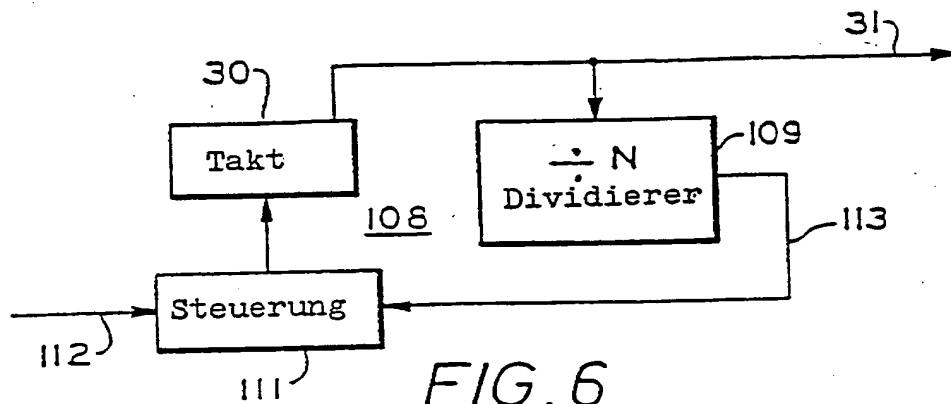


FIG. 6